

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 102 49 413.4

Anmeldetag: 23. Oktober 2002

Anmelder/Inhaber: Rohde & Schwarz GmbH & Co KG, München/DE

Bezeichnung: Verfahren zum Erfassen des Beginns eines aktiven Signalabschnitts

IPC: H 04 L 7/08

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 25. Juli 2003
Deutsches Patent- und Markenamt
Der Präsident

Im Auftrag

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'Hilf', is written over the text 'Im Auftrag'.

Stech

Verfahren zum Erfassen des Beginns eines aktiven Signalabschnitts

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Erfassen des
5 Beginns eines aktiven Signalabschnitts, der auch als Burst
bezeichnet werden kann.

Bei Wireless LAN-Netzen, aber auch bei anderen Anwen-
dungen, insbesondere im Mobilfunk, werden digital modu-
10 lierte Signale in sogenannten Bursts gesendet, d.h. das
Signal wird nur während des Bursts übertragen. Außerhalb
des Bursts erfolgt keine Übertragung. Der Burst wird in
dieser Anmeldung auch als aktiver Signalabschnitt
bezeichnet.

15 Insbesondere bei Meßsystemen für ein Wireless LAN-System,
aber auch für andere Mobilfunk-Signale, muß der Beginn des
aktiven Signalabschnitts, also die zeitliche
Burstanfangsposition, bestimmt werden. Das Empfangssignal
20 wird zunächst kontinuierlich empfangen und es muß in dem
Empfangssignal der Beginn des aktiven Signalabschnitts
(Burst) bestimmt werden.

Bisher war es üblich, zur Bestimmung des Beginns eines
25 aktiven Signalabschnitts Korrelationsverfahren ohne
Frequenzkorrektur zu verwenden. Zum Stand der Technik kann
beispielsweise auf die DE 100 54 517 A1 verwiesen werden,
welche sich mit einer effektiven Synchronisation mit einer
Referenzsequenz (pn-Sequenz) beschäftigt. Da die pn-
30 Sequenz in dem dortigen Anwendungsfall eine sehr lange
Periodizität hat, wird dort vorgeschlagen, Subintervall-
gruppen zu bilden und durch geeignetes zeilenweises,
paarweises Anordnen und spaltenweises Summieren dieser
Subintervalle die Korrelation zu verkürzen. Eine Anwendung
35 in Verbindung mit dem Erfassen des Beginns eines aktiven
Signalabschnitts ist dort nicht beschrieben.

Nachteilig an den bisher bekannten Korrelationsverfahren
ist, daß die Korrelationslänge durch einen in der Regel

vorhandenen Frequenzversatz zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal begrenzt ist. Ab einer Phasendrehung von 180° zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal liefern die zusätzlichen Korrelationsprodukte keine konstruktiven Beiträge mehr.

Der Erfindung liegt deshalb die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zum Erfassen des Beginns eines aktiven Signalabschnitts in einem digitalen Empfangssignal unter Verwendung eines digitalen Referenzsignals anzugeben, wodurch die Korrelation zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal so verbessert wird, daß eine Korrelation mit längeren Korrelationslängen durchgeführt werden kann.

Die Aufgabe wird durch die Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß die Korrelationslänge verlängert werden kann, wenn in die Korrelation ein Frequenzversatz-Korrekturfaktor einbezogen wird, der den Frequenzversatz zwischen Empfangssignal und Referenzsignal berücksichtigt. Des weiteren liegt der erfindungsgemäßen Lösung die Erkenntnis zugrunde, daß das Maximum der Korrelation durch ein Maximieren einer Kostenfunktion gefunden werden kann, bei welcher der gesuchte zeitliche Bit- oder Chipversatz zwischen dem Empfangssignal und Referenzsignal einerseits und der zunächst nicht bekannte Frequenzversatz zwischen dem Empfangssignal und dem Referenzsignal andererseits die Variationsparameter sind. Die Maximierung der Kostenfunktion bezüglich des Frequenzversatzes kann entsprechend einer weiteren erfindungsgemäßen Erkenntnis mit einer Gridsuche mittels einer Fourier-Transformation vorgenommen werden, so daß das Maximum nach Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation im Frequenzraum gesucht wird, d.h. das Maximum der Kostenfunktion ergibt sich aus dem Maximum des Betragspektrums.

Die Unteransprüche betreffen vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung.

Die Korrelation kann in mehreren zeitlich versetzten
5 Korrelationsintervallen durchgeführt werden, wobei die
Korrelationsintervalle gegenüber dem Stand der Technik
durch den erfindungsgemäßen Frequenzkorrekturfaktor jedoch
erheblich verlängert werden können. Die sich für die
10 einzelnen Korrelationsintervalle ergebenden Korrelations-
ergebnisse können dann zur Erhöhung der
Detektionssicherheit inkohärent gemittelt werden.

Des weiteren ist es vorteilhaft, die Korrelation auf einen
Bereich einzuschränken, in welchem die Leistung des
15 Empfangssignals größer als eine vorgegebene Leistungs-
schwelle ist. Die momentane Leistung wird dabei vorteil-
haft durch einen gleitenden Mittelwert berechnet.

Die Ansprüche 7 bis 10 betreffen ein Computerprogramm bzw.
20 Computerprogramm-Produkt zur Durchführung des erfindungs-
gemäßen Verfahrens bzw. ein digitales Speichermedium, auf
welchem Steuersignale zur Durchführung des erfindungs-
gemäßen Verfahrens digital gespeichert sind.

25 Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird nachfolgend
unter Bezugnahme auf die Zeichnung beschrieben. In der
Zeichnung zeigen:

Fig. 1 das Modell eines dem erfindungsgemäßen Verfahren
30 zugrundeliegenden Senders;

Fig. 2 das dem erfindungsgemäßen Verfahren zugrunde-
liegende Übertragungsmodell der Meßstrecke;

35 Fig. 3 ein IIR-Filter erster Ordnung zur Bestimmung der
Momentan-Leistung;

Fig. 4 ein Diagramm zur Veranschaulichung der zeit-
lichen Beziehung zwischen der momentanen

Leistung, dem Empfangssignal und dem Referenzsignal;

5 Fig. 5 ein Diagramm zur Erläuterung der Problematik bei der Korrelation ohne den erfindungsgemäßen Frequenzkorrekturfaktor; und

Fig. 6 ein Flußdiagramm des erfindungsgemäßen Verfahrens.

10

Bei der Modulationsqualitätsanalyse eines Senders z.B. des Wireless LAN-System des IEEE802.11B Standards, aber auch anderer Mobilfunksysteme, muß die Lage der gesendeten Bursts im Empfangssignal $r(v)$ detektiert werden. Die Lage
15 eines Bursts wird unter anderem von der Burstanfangsposition bestimmt. In dieser Patentanmeldung wird ein Verfahren zur Detektion der Burstangangsposition in einem Empfangssignal $r(v)$ beschrieben, welches durch einen hohen Frequenzfehler gestört ist.

20

Im Folgenden wird das dem erfindungsgemäßen Verfahren beispielhaft zugrundeliegende Modell des Senders und das Übertragungsmodell der Meßstrecke vorgestellt.

25 In Fig. 1 ist ein beispielhaftes Modell des Senders 1 dargestellt. Nach einer Verwürfelung des Bitsignals $b_{desc}(n)$ durch die Verwürfeleinrichtung (Scrambler) 2 wird das verwürfelte Bitsignal $b(n)$ abhängig von der verwendeten Modulationsart in einem Modulator 3 moduliert. Danach
30 werden die modulierten Symbole $s(l)$ in einer Spreizeinrichtung 4 mit einem Spreizungscode gespreizt. Am Ausgang der Spreizeinrichtung 4 steht das Sendesignal $s(v)$ zur Verfügung.

35 Im Falle eines Übertragungssystems nach dem IEEE802.11B Standard besteht die Verwürfelungseinrichtung (Scrambler) 2 aus einem rückgekoppelten Schieberegister mit sieben Verzögerungselementen. Als Modulationsart wird hier eine differentielle BSK- (DBPSK), eine differentielle QPSK-

Modulation (DQPSK), ein "Complementary Code Keying" (CCK) oder ein "Packet Binary Convolutional Coding" (PBCC) verwendet. Als Spreizungscode wird ein Barker-Code benutzt. Dies sei nur beispielhaft erwähnt. Die Erfindung
 5 ist nicht auf diese Anwendung beschränkt.

Das Übertragungssystem des IEEE802.11B Standards ist burstorientiert. Das bedeutet, die Daten werden nicht zeitkontinuierlich, sondern in Datenpaketen während
 10 aktiver Signalabschnitte (Bursts) übertragen. Zwischen zwei Bursts findet keine Übertragung statt.

Am Anfang jedes Bursts wird eine Preamble gesendet, deren Bitsequenz $p_{desc}(n)$ bekannt ist. Über die Verwürfelungs-,
 15 Modulations- und Spreizungsoperation kann also auch das Referenzsignal $p(v)$ der Preamble berechnet werden.

In Fig. 2 ist das Übertragungsmodell 5 der Meßstrecke dargestellt. Das Sendesignal wird neben einem Frequenz-
 20 versatz Δf und einem Phasenversatz $\Delta\phi$ von einer Rausch-Störung $n(v)$ gestört:

$$r(v) = s(v) \cdot e^{-2\pi\Delta f v} \cdot e^{-j\Delta\phi} + n(v) . \quad (1)$$

25 v ist der Chipindex. Erfolgt keine Spreizung, was keine erfindungsgemäße Voraussetzung ist, so wäre v der Bitindex. Im in Fig. 2 dargestellten Modell wird der Frequenzversatz durch einen ersten Multiplizierer 6, der Phasenversatz in einem zweiten Multiplizierer 7 und die
 30 Rausch-Störung durch den Addierer 8 modelliert.

Die Detektion der Burststartposition erfolgt im bevorzugten Ausführungsbeispiel mit einem zweistufigen Detektionsverfahren. In einem ersten Detektionsschritt
 35 werden im Empfangssignal $r(v)$ Signaltbereiche ermittelt, welche eine ausreichende Signalleistung aufweisen. In diesen Bereichen wird in einem zweiten Schritt nach der Burstanfangsposition gesucht.

Der Detektor zur Ermittlung von Signalbereichen mit ausreichender Signalleistung hat die Aufgabe, den Suchbereich zur Suche von Burstanfangspositionen einzugrenzen. Auf diese Weise kann der Aufwand der
 5 nachfolgenden Korrelation bei der Burstanfangspositionssuche reduziert werden.

Die Detektion von Signalbereichen mit einer ausreichenden Leistung ist leistungsbasiert. Mit einem IIR-Filter erster
 10 Ordnung wird die momentane Leistung

$$P(v) = \lambda \cdot P(v-1) + (1-\lambda) \cdot |r(v)|^2 \quad (2)$$

des Empfangssignals geschätzt.

15

Fig. 3 zeigt das vorzugsweise verwendete IIR-Filter. Das Betragsquadrat des Empfangssignals $|r(v)|^2$ wird über ein Dämpfungselement 10, das die einzelnen Chips bzw. Bits des Betragsquadrats des Empfangssignals $|r(v)|^2$ mit dem
 20 konstanten Faktor $1-\lambda$ multipliziert, einem ersten Eingang eines Addierers 11 zugeführt. Die Konstante λ ist größer als 0 und kleiner als 1, im allgemeinen nur wenig kleiner als 1. Der Ausgang des Addierers 11 ist über ein Verzögerungselement 12, in welchem eine Verzögerung um
 25 einen Chip bzw. ein Bit erfolgt, und über ein zweites Dämpfungselement 13, in welchem die Chipfolge bzw. Bitfolge jeweils mit λ multipliziert wird, an den zweiten Eingang des Addierers 11 zurückgekoppelt. Auf diese Weise wird die Gleichung (2) nachgebildet.

30

In Signalbereichen in denen die Momentanleistung

$$P(v) \geq TH \cdot \text{MIN}\{P(v)\} \quad (3)$$

35 die relative Leistungsschwelle $TH \cdot \text{MIN}\{P(v)\}$, die durch die Minimal-Leistung $\text{MIN}\{P(v)\}$ relativiert ist, überschreitet, wird nach der Burstanfangsposition gesucht.

Fig. 4 zeigt die Momentan-Leistung $P(v)$ als Funktion des Chipindex v . Ab dem Chipindex v_s beginnt der aktive Signalabschnitt (Burst). An dieser Stelle liegt der gesuchte Beginn BB des aktiven Signalabschnitts BS, d.h. die Burstanfangsposition. Aufgrund der Tatsache, daß die Momentan-Leistung entsprechend Gleichung (2) als gleitender Mittelwert berechnet wird, in welchen mit hoher Gewichtung die vorhergehende Momentan-Leistung $P(v-1)$ und mit relativ geringer Gewichtung die Leistung des gerade vorliegenden Chips $|r(v)|^2$ eingeht, steigt die so definierte Momentan-Leistung $P(v)$ ab dem Beginn des aktiven Signalabschnitts BS allmählich an, bis sie eine Sättigung erreicht. Nach Überschreiten der Leistungsschwelle $TH \cdot MIN\{P(v)\}$ beginnt die genauere Suche des Burstanfangs BB mit dem nachfolgend zu beschreibenden Korrelationsverfahren.

Zur Detektion des Burstanfangs wird ein Korrelationsverfahren zur Korrelation des Empfangssignals $r(v)$ mit dem Referenzsignal $p(v)$ eingesetzt. Hierfür wird in einem ersten Schritt die Korrelationsfunktion

$$\begin{aligned} R_{r,p}(v_0, k) &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{v=0}^{N-1} r(v+k \cdot N + v_0) \cdot p^*(v+k \cdot N) \\ &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{v=0}^{N-1} \hat{R}_{r,p}(v, v_0, k) \end{aligned} \quad (4)$$

25

zwischen einem Empfangssignalausschnitt von N Abtastwerten und dem Referenzsignal $p(v)$ berechnet. Zur Erhöhung des Korrelationsgewinns werden anschließend K einzelne Korrelationsergebnisse inkohärent gemittelt:

30

$$\tilde{R}_{r,p}(v_0) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} |\tilde{R}_{r,p}(v_0, k)|^2. \quad (5)$$

35

Die Burstanfangsposition ist die Stelle im Empfangssignal, bei welcher die gemittelte Korrelationsfunktion maximal wird:

$$BurstStartIndex = \underset{v_0}{\text{MAXINDEX}} \{ \tilde{R}_{r,p}(v_0) \}. \quad (6)$$

Das anhand der Gleichungen (4) bis (6) beschriebene Verfahren beinhaltet noch nicht den erfindungsgemäßen
 5 Frequenzversatz-Korrekturfaktor und läßt deshalb in nachteiliger Weise nur geringe Teilkorrelationslängen N zu.

Mit steigendem Frequenzversatz Δf sinkt die
 10 Detektionssicherheit des oben beschriebenen Verfahrens, da die inneren Korrelationsprodukte $\hat{R}_{r,p}(v, v_0, k)$ der Summe in Gleichung (4) eine unterschiedliche Phase haben und sich somit nicht mehr vollständig konstruktiv überlagern. Ab einer Phasendrehung von 180° im Bezug zum ersten inneren
 15 Korrelationsprodukt $\hat{R}_{r,p}(v=0, v_0, k)$ liefern zusätzliche innere Korrelationsprodukte keine konstruktiven Beiträge mehr. Deswegen hängt die ohne den erfindungsgemäßen Frequenzkorrekturfaktor maximal zulässige Teilkorrelationslänge

$$20 \quad N_{\max} < \frac{\pi}{2\pi\Delta f} \quad (7)$$

von dem vorhandenen Frequenzversatz Δf ab. Bei einem Frequenzversatz von 10^{-2} der Chiprate muß die Teilkorrelationslänge N beispielsweise kleiner als 50
 25 Chips gewählt werden.

Fig. 5 zeigt vorstehend erläuterte Problematik in einer übertriebenen Darstellung. Dargestellt ist jeweils der Vektor $\hat{R}_{r,p}$ der inneren Korrelationsprodukte der Gleichung
 30 (4). Die Summation über die einzelnen inneren Korrelationsprodukte $\hat{R}_{r,p}(v, v_0, k)$ ergibt das Korrelationsergebnis $R_{r,p}(v_0, k)$, was einer Vektoraddition der inneren Korrelationsprodukte $\hat{R}_{r,p}(v, v_0, k)$ entspricht. In der übertriebenen Darstellung der Fig. 5 erkennt man, daß bei dem sechsten
 35 inneren Korrelationsprodukt $\hat{R}_{r,p}(v=5, v_0, k)$ eine Phasendrehung von 180° in Bezug auf den Ausgangspunkt des ersten inneren

Korrelationsprodukts $\hat{R}_{r,p}(v=0, v_0, k)$ erreicht ist. Die Addition des inneren Korrelationsprodukts $\hat{R}_{r,p}(v=5, v_0, k)$ hat somit keinen konstruktiven Beitrag mehr.

- 5 Erfindungsgemäß sollen höhere Teilkorrelationslängen verwendet werden, um die Detektionssicherheit zu verbessern. Daher muß der Frequenzversatz vom Detektionsalgorithmus berücksichtigt werden. Die Detektion der Burststartposition erfolgt erfindungsgemäß mit der
 10 folgenden Entscheidungsmetrik, indem für jede Hypothese v_0 der Burststartposition die Kostenfunktion

$$L(v_0, \Delta\tilde{f}) = \left| \sum_{v=0}^{N-1} r(v-v_0) p^*(v) \cdot e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v} \right| \quad (8)$$

- 15 maximiert wird. Die Kostenfunktion $L(v_0, \Delta\tilde{f})$ enthält die Korrelationsfunktion

$$\sum_{v=0}^{N-1} r(v-v_0) \cdot p^*(v)$$

- 20 welche eine Korrelation über ein Korrelationsintervall aus N Chips bzw. Bits durchführt. Erfindungsgemäß ist jeder Summand $r(v-v_0) \cdot p^*(v)$ durch einen Frequenzversatz-Korrekturfaktor $e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v}$ korrigiert. Dadurch wird die aufgrund des Frequenzversatzes entstehende Phasenver-
 25 schiebung, die anhand von Fig. 5 erläutert wurde, kompensiert.

- Die Maximierung der Kostenfunktion $L(v_0, \Delta\tilde{f})$ aus Gleichung (8) wird erfindungsgemäß näherungsweise mit einer
 30 Gridsuche mittels einer Fourier-Transformation vorgenommen, denn wie man erkennt, stellt Gleichung (8) eine Fourier-Transformation der inneren Korrelationsprodukte dar. Die Suche des Maximums der Kostenfunktion $Max(L)$ kann also sehr einfach nach
 35 Durchführen der Fourier-Transformation im Frequenzraum

erfolgen. Der Näherungswert für das Maximum der Kostenfunktion

$$\text{MAX}\{L\} \approx \text{MAX}_f \left\{ \tilde{R}(f, v_0) \right\}, \quad (9)$$

5

ergibt sich also aus dem Maximum des Betragsspektrums

$$\left| \tilde{R}(f, v_0) \right| = \left| \sum_{v=0}^{N_{FFT}-1} r(v - v_0) p^*(v) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N_{FFT}} f \cdot v} \right|. \quad (10)$$

10 Im Entscheidungsprozeß wird die Hypothese für den Beginn (Startposition) BB des aktiven Signalabschnitts (Burst) BS angenommen, bei welcher die Entscheidungsmetrik

$$BurstStartIndex = \text{MAXINDEX}_{v_0} \left\{ \text{MAX}_f \left\{ \tilde{R}(f, v_0) \right\} \right\}. \quad (11)$$

15

maximal wird.

Die Frequenzauflösung der Fourier-Transformation muß mindestens so klein sein, daß sichergestellt ist, daß der
20 Frequenzfehler

$$\Delta f_{error} = \frac{1}{2 \cdot N_{FFT}} < \frac{\pi}{2\pi \cdot N}, \quad (12)$$

welcher durch die Abtastung im Frequenzbereich entsteht,
25 kleiner ist als der Frequenzversatz, welcher eine Phasendrehung von 180° über der Teilkorrelationslänge herbeiführt. In diesem Fall ist sichergestellt, daß die inneren Korrelationsprodukte in Gleichung (8) sich konstruktiv überlagern. Wählt man die Länge N_{FFT} als eine
30 Zweierpotenz, dann kann die numerische Komplexität des Detektionsverfahrens durch den Einsatz einer schnellen Fourier-Transformation anstelle einer allgemeinen Fourier-Transformation verringert werden.

35 Fig. 6 zeigt das vorstehend beschriebene erfindungsgemäße Verfahren im Überblick anhand eines Flußdiagramms.

Zunächst wird in einem optionalen Verfahrensschritt S100 die Momentan-Leistung $P(v)$ des Empfangssignals $r(v)$ entsprechend Gleichung (2) berechnet und in einem ebenfalls optionalen Verfahrensschritt S101 mit der Leistungsschwelle $TH \cdot MIN\{P(v)\}$ entsprechend Gleichung (3) verglichen. Wenn die Leistungsschwelle noch nicht überschritten ist, wird im Schritt S100 weiterhin die Momentan-Leistung $P(v)$ berechnet. Wird die Leistungsschwelle überschritten, so wird das Verfahren mit einem der Schritte S102, S103 oder S104 fortgesetzt und es wird entsprechend Gleichung (8) die Kostenfunktion oder entsprechend Gleichung (10) das Betragsspektrum $|\tilde{R}(f, v_0)|$ oder entsprechend Schritt S104 die entsprechende Fourier-Transformation berechnet. Durch die schnelle Fourier-Transformation im Schritt S104 kann das Maximum der Kostenfunktion, das angenähert dem Maximum des Betragsspektrums entspricht, besonders effizient berechnet werden und daraus der Beginn BB des aktiven Signalabschnitts (Burst) BS zuerst durch eine Maximumsuche im Schritt S105 bezüglich der Frequenz f und dann durch eine Maximumsuche im Schritt S106 bezüglich des Bit- oder Chipversatzes v_0 ermittelt werden.

Die erfindungsgemäße Weiterbildung wurde vorstehend anhand der Gleichungen (8) bis (11) nur bezüglich einer einzigen Teilkorrelationslänge für $k=0$ beschrieben, d.h. der Summand $k \cdot N$ entsprechend der Gleichung (4) wurde in den Gleichungen (8) und (10) zur Vereinfachung weggelassen. Es kann sein, daß die aufgrund des erfindungsgemäßen Verfahrens erzielbare Korrelationslänge so lang ist, daß die Durchführung mehrerer Teilkorrelationen, die dann entsprechend Gleichung (5) inkohärent gemittelt werden müßten, nicht notwendig ist. Der numerische Aufwand und der Speicheraufwand bei einer Korrelation über eine derart lange Korrelationslänge ist jedoch sehr hoch. Vorteilhaft ist es, das erfindungsgemäße Verfahren nur über eine überschaubare Teilkorrelationslänge, wie anhand der Gleichungen (4) bis (6) beschrieben, jedoch unter Berücksichtigung des erfindungsgemäßen Frequenzkorrektur-

faktors, durchzuführen und dann eine inkohärente Mittelung über die Teilkorrelationsergebnisse vorzunehmen.

- 5 Die anhand der Gleichungen (2) und (3) beschriebene, vorgeschaltete Leistungsdetektion ist vorteilhaft, aber nur optional, und kann im Rahmen der vorliegenden Erfindung auch weggelassen werden.

Ansprüche

1. Verfahren zum Erfassen des Beginns (BB) eines aktiven
 5 Signalabschnitts (BS) in einem digitalen Empfangssignal
 ($r(v)$) unter Verwendung eines digitalen Referenzsignals
 ($p(v)$) mit folgenden Verfahrensschritten:
 - Durchführen einer Korrelation (S102, S103) durch Bilden
 einer Kostenfunktion ($L(v_0)$) mit einer Korrelationsfunktion
 10 innerhalb eines Korrelationsintervalls in Abhängigkeit
 eines einen Zeitversatz des Empfangssignals ($r(v)$)
 gegenüber dem Referenzsignal ($p(v)$) kennzeichnenden Bit-
 oder Chipversatzes (v_0), wobei die Summanden der
 Korrelationsfunktion mit einem einen Frequenzversatz ($\Delta\tilde{f}$)
 15 des Empfangssignals ($r(v)$) gegenüber dem Referenzsignal
 ($p(v)$) kennzeichnenden Frequenzversatz-Korrekturfaktor
 ($e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v}$) multipliziert werden, und
 - Suchen des Maximums ($Max(L)$) der Kostenfunktion ($L(v_0)$)
 in Abhängigkeit des Bit- oder Chipversatzes (v_0) und des
 20 Frequenzversatzes ($\Delta\tilde{f}$), wobei das Maximum ($Max(L)$) nach
 Durchführen einer Fourier-Transformation (FFT) im
 Frequenzraum gesucht wird.

2. Verfahren nach Anspruch 1,
 25 **dadurch gekennzeichnet**,
 daß die Kostenfunktion $L(v_0)$ entsprechend der Formel

$$L(v_0, \Delta\tilde{f}) = \left| \sum_{v=0}^{N-1} r(v-v_0) p^*(v) \cdot e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v} \right|$$

gebildet wird,

wobei

- 30 $r(v)$ das Empfangssignal
 v den Bit- oder Chipindex
 $p^*(v)$ das konjugiert komplexe Referenzsignal
 v_0 den Bit- oder Chipversatz
 $\Delta\tilde{f}$ den Frequenzversatz und
 35 N die Länge der Korrelationsintervalls
 bedeuten.

3. Verfahren nach Anspruch 2,

dadurch gekennzeichnet,

daß das Maximum $Max(L)$ der Kostenfunktion $L(v_0)$ durch Bestimmen des Maximums des Betragsspektrums

$$5 \quad \left| \tilde{R}(f, v_0) \right| = \left| \sum_{v=0}^{N_{FFT}-1} r(v - v_0) p^*(v) \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N_{FFT}} f \cdot v} \right|$$

im Frequenzraum gesucht wird,

wobei

N_{FFT} die Länge einer diskreten Fourier-Transformation

f den geschätzten Frequenzversatz $\Delta \tilde{f}$ multipliziert mit N_{FFT}

bedeuten.

4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3,

dadurch gekennzeichnet,

15 daß die Korrelation in mehrere zeitlich versetzten Korrelationsintervallen $(k \cdot N)$ durchgeführt wird und die sich dabei ergebenden Korrelationsergebnisse $(R_{r,p}(v_0, k))$ inkohärent gemittelt werden.

20 5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4,

dadurch gekennzeichnet,

daß vor der Korrelation die momentane Leistung $(P(v))$ des Empfangssignals $(r(v))$ ermittelt wird (S100, S101) und die Korrelation nur in einem Bereich durchgeführt wird, bei welchem die momentane Leistung $(P(v))$ größer als eine Leistungsschwelle $(TH \cdot MIN\{P(v)\})$ ist.

6. Verfahren nach Anspruch 5,

dadurch gekennzeichnet,

30 daß die momentane Leistung $P(v)$ mit der Formel

$$P(v) = \lambda \cdot P(v-1) + (1-\lambda) \cdot |r(v)|^2$$

gestimmt wird,

wobei

$r(v)$ das Empfangssignal

35 v den Bit- oder Chipindex und

λ eine Konstante größer 0 und kleiner 1

bedeuten.

7. Digitales Speichermedium mit elektronisch auslesbaren Steuersignalen, die so mit einem programmierbaren Computer oder digitalen Signalprozessor zusammenwirken können, daß
- 5 das Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 6 ausgeführt wird.
8. Computerprogramm-Produkt mit auf einem maschinenlesbaren Träger gespeicherten Programmcode-Mitteln, um
- 10 alle Schritte gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 durchführen zu können, wenn das Programm auf einem Computer oder einem digitalen Signalprozessor ausgeführt wird.
- 15 9. Computerprogramm mit Programmcode-Mitteln, um alle Schritte gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 durchführen zu können, wenn das Programm auf einem Computer oder einem digitalen Signalprozessor ausgeführt wird.
- 20 10. Computerprogramm mit Programmcode-Mitteln, um alle Schritte gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6 durchführen zu können, wenn das Programm auf einem maschinenlesbaren Datenträger gespeichert ist.

Zusammenfassung

- Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Erfassen des
- 5 Beginns (BB) eines aktiven Signalabschnitts in einem digitalen Empfangssignal ($r(v)$) unter Verwendung eines digitalen Referenzsignals ($p(v)$) mit folgenden Verfahrensschritten:
- Durchführen einer Korrelation (S102, S103) durch Bilden
 - 10 einer Kostenfunktion ($L(v_0)$) mit einer Korrelationsfunktion innerhalb eines Korrelationsintervalls in Abhängigkeit eines einen Zeitversatz des Empfangssignals ($r(v)$) gegenüber dem Referenzsignal ($p(v)$) kennzeichnenden Bit- oder Chipversatzes (v_0), wobei die Summanden der
 - 15 Korrelationsfunktion mit einem einen Frequenzversatz ($\Delta\tilde{f}$) des Empfangssignals ($r(v)$) gegenüber dem Referenzsignal ($p(v)$) kennzeichnenden Frequenzversatz-Korrekturfaktor ($e^{-j2\pi\Delta\tilde{f}v}$) multipliziert werden, und
 - Suchen des Maximums ($Max(L)$) der Kostenfunktion in
 - 20 Abhängigkeit des Bit- oder Chipversatzes (v_0) und des Frequenzversatzes ($\Delta\tilde{f}$), wobei das Maximum nach Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation (FFT) im Frequenzraum gesucht wird.

25

(Fig. 6)

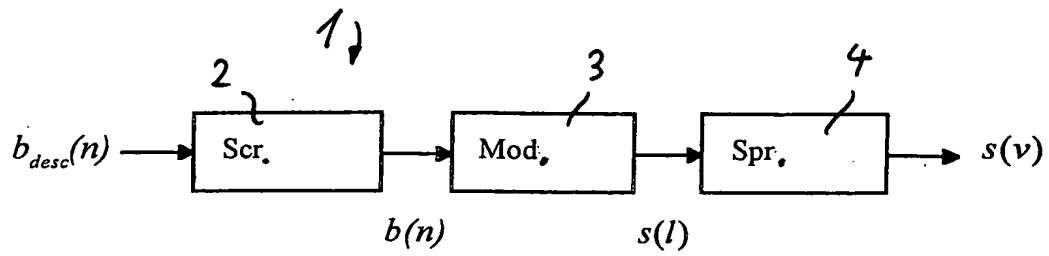


Fig. 1

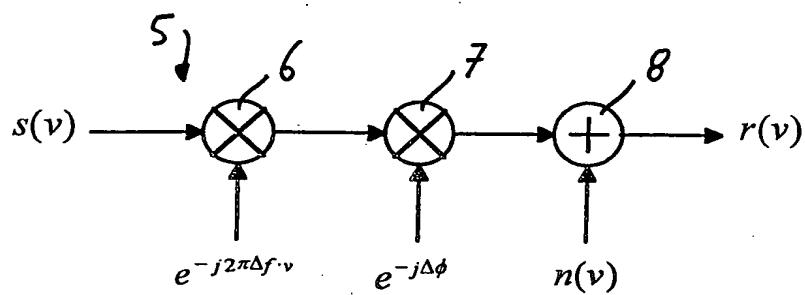


Fig. 2

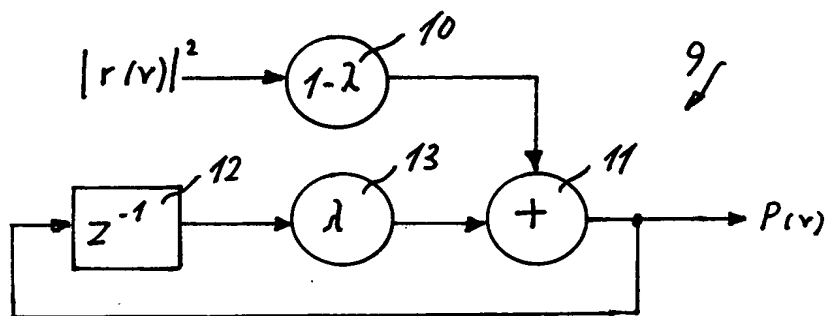


Fig. 3

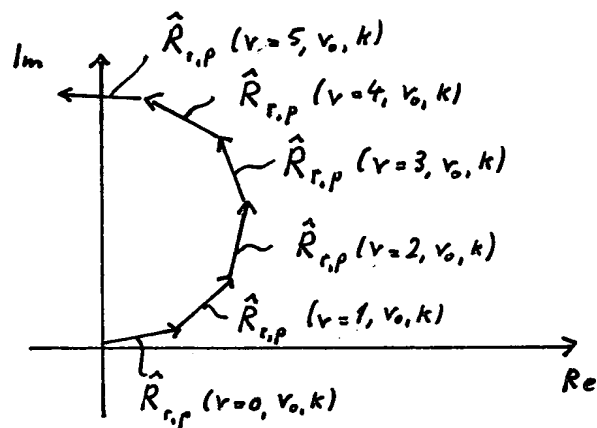


Fig. 5

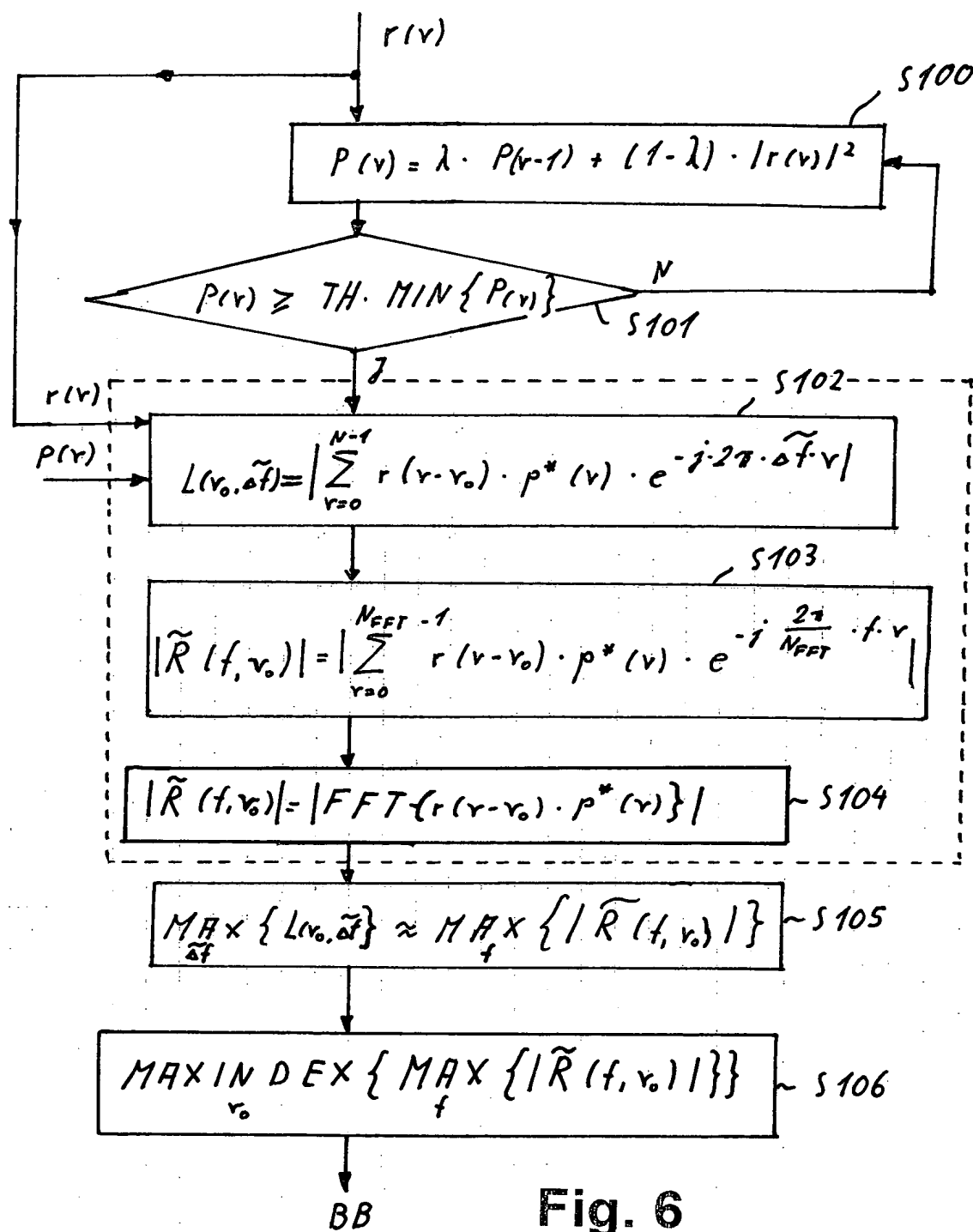


Fig. 6